



⑬ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 43 26 007 A 1**

⑤① Int. Cl.°:  
**H 04 L 1/00**

D4

⑲ Aktenzeichen: P 43 26 007.1  
⑳ Anmeldetag: 3. 8. 93  
㉑ Offenlegungstag: 9. 2. 95 ✓

DE 43 26 007 A 1

⑦① Anmelder:  
Huber, Johannes, Prof. Dr., 91058 Erlangen, DE

⑦② Erfinder:  
Huber, Johannes, Prof. Dr., 91058 Erlangen, DE;  
Fischer, Robert, Dipl.-Ing., 91052 Erlangen, DE

⑤④ Verfahren zur koordinierten digitalen Übertragung über mehrere Übertragungswege

⑤⑦ Es wird ein Verfahren für die digitale Übertragung über zwei oder mehrere Übertragungswege angegeben, bei dem statistische Abhängigkeiten zwischen den Störungen, die den einzelnen Teilempfangssignalen überlagert sind, zur Erhöhung der Störresistenz ausgenutzt werden. Diese Nutzung erfolgt dadurch, daß Schätzwerte für die Störungen beim nächsten Schritt anhand der in allen Teilübertragungssystemen zu vorangegangenen Schritten bestimmten Störungen gebildet werden und diese Störschätzwerte von den Empfangssignalen subtrahiert werden. Das Verfahren kann mit bekannten koordinierten Empfangsmethoden kombiniert werden oder zur direkten Minimierung der Reststörungen eingesetzt werden. Das koordinierte Übertragungsverfahren kann in mehreren, zueinander äquivalenten Ausprägungen realisiert werden, nämlich als Störungsprädiktion mit Kreuzkopplungen zwischen den Teilübertragungssystemen, als kreuzgekoppelte Dekorrelation der Störungen mit entscheidungsrückgekoppelten Entzerrern sowie als verallgemeinerte Tomlinson-Harashima-Vorcodierung mit sende- und empfangsseitigen Kreuzkopplungen. Weitere Versionen stellen koordinierte Sequenzschätzverfahren und zustandsreduzierte Sequenzschätzverfahren dar.

DE 43 26 007 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 12. 94 408 066/122

13/30

## 1 Einleitung, Stand der Technik

Die Erfindung bezieht sich auf digitale Nachrichtenübertragungsverfahren, bei denen das Signal über zwei oder mehrere Übertragungswege zum Empfänger gelangt. Ein Beispiel hierzu stellt die leitergebundene digitale Mehrfachübertragung dar, bei der zum Zwecke einer Verminderung der Signalbandbreite und damit auch der Signaldämpfung der Datenstrom in zwei oder mehrere Teildatenströme aufgespalten wird, die je über eine Leitung zum Empfänger übertragen werden (Beispiele: Dual- und Tripel-Duplex-Übertragung über symmetrische Leitungen für sog. HDSL- oder ADSL-Verbindungen (HDSL: High Rate Digital Subscriber Line; ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line, siehe [1]). Als weitere Beispiele können auf mehrere Teilkanäle aufgespaltene Richtfunkverbindungen sowie Diversity-Verfahren und Mehrwegeausbreitung bei der digitalen Funkübertragung angeführt werden. Das Verfahren gemäß dieser Erfindung nutzt statistische Abhängigkeiten zwischen den Störungen, die den einzelnen Teilempfangssignalen überlagert sind, zur Erhöhung der Zuverlässigkeit der empfangenen digitalen Nachricht aus. Dadurch wird wiederum eine Vergrößerung der maximal überbrückbaren Feldlänge ermöglicht.

In [2, 3] werden Verfahren zur Nutzung einer Korrelation der Störungen bei einer Dual-Duplex-Übertragung für HDSL vorgestellt. Dabei werden allerdings nur statistische Bindungen zwischen den beiden Störungen zum gleichen Zeitpunkt, nämlich dem Zeitpunkt der Entscheidung über beide aktuell anliegende Symbole betrachtet. Es wird gezeigt, daß durch eine empfangsseitige lineare Transformation ohne Gedächtnis eine Dekorrelation der gleichzeitigen Störwerte erreicht werden kann, wodurch das Signalstörleistungsverhältnis in einem Teilsystem maximiert und im anderen minimiert wird. Durch eine entsprechende sendeseitige inverse Transformation wird deren Wirkung auf die Nutzsignale aufgehoben. Auf diese Weise werden zwei unabhängige Teilübertragungssysteme mit maximaler Gesamtkapazität erzeugt. Diese Vorgehensweise kann als Karhunen-Loève-Transformation für korrelierte Zufallsvariable identifiziert werden und auf diese Weise auf beliebig viele Teilsignale unmittelbar erweitert werden.

Bei dem Koordinationsverfahren nach [2,3] werden jedoch weder zeitliche statistische Bindungen innerhalb der Störprozesse noch Bindungen zwischen den Störprozessen zu unterschiedlichen Zeitpunkten berücksichtigt und ausgenutzt. Deshalb wird hierfür im folgenden die Bezeichnung statische Koordination gebraucht. Das Verfahren gemäß der Erfindung erlaubt im Gegensatz hierzu die Nutzung aller wechselseitigen statistischen Abhängigkeiten zwischen den einzelnen Störungen, auch zu unterschiedlichen Zeitpunkten. Deshalb wird hierfür die Bezeichnung dynamische Koordination gewählt. Statistische Bindungen zu unterschiedlichen Zeitpunkten entstehen beispielsweise durch unterschiedliche Dämpfungs- und insbesondere Phasengänge der einzelnen Übertragungswege bzw. der Störeinkopplungsmechanismen (Beispiel: Unterschiedliche Nebensprechfrequenzgänge bei symmetrischen Leitungen). Im allgemeinen wird man also mittels der dynamischen Koordination gemäß der Erfindung wesentlich höhere Störabstandsgewinne erzielen können als mit der bisher bekannten statischen Koordination.

## 2 Dynamische Koordination

## 2.1 Ausprägung des Verfahrens als koordinierte Störungsprädiktion

Bei der dynamischen Koordination gemäß der Erfindung in der Ausprägung als koordinierte Störungsprädiktion wird zunächst davon ausgegangen, daß für alle  $D$  Teilübertragungssysteme im Empfänger eine zu den Detektionszeitpunkten impulsinterferenzfreie Entzerrung für die Datensignale vorgenommen wird, vgl. [4, 5, 6]. Gegebenenfalls wird die Impulsinterferenzfreiheit mit gängigen Methoden der adaptiven Entzerrung erzwungen (Zero Forcing (ZF-)Entzerrung, siehe z. B. [7, 12]). Die statistischen Bindungen innerhalb der  $D$  Störanteile  $n_{oi}(t)$  der Empfangssignale  $e_{oi}(t)$  am Ausgang dieser Entzerrer werden durch deren Autokorrelationsfunktionen (AKF)

$$l_{oi}(\tau) = E \{ n_{oi}(t+\tau) n_{oi}^*(t) \}; t, \tau \in R; i \in \{1, 2, \dots, D\}, \quad (1)$$

ihre wechselseitigen Bindungen durch die Kreuzkorrelationsfunktionen (KKF)

$$l_{oij}(\tau) = E \{ n_{oi}(t+\tau) n_{oj}^*(t) \}; i, j \in \{1, 2, \dots, D\}, \quad (2)$$

beschrieben. (Im Falle hochfrequenter, modulierter Signale werden deren äquivalente komplexe Tiefpaßsignale zur Beschreibung genutzt; mit  $z^*$  wird die konjugiert komplexe Zahl zu  $z \in \mathbb{C}$  bezeichnet.) Solange die Störprozesse als stationäre Gaußprozesse modelliert werden können, werden durch die AKF und KKF die gesamten statistischen Bindungen erfaßt.

Nach einer Abtastung im Symboltakt  $k \cdot T$  mit  $k \in \mathbb{Z}$  ( $T$ : Symbolintervall) ergibt sich das Ersatzschaltbild 1 für die zeitdiskreten Empfangssignale

$$e_i(k) = s_i(k) + n_i(k); i \in \{1, 2, \dots, D\}. \quad (3)$$

Die Nutzanteile  $s_i(k)$  der zeitdiskreten Empfangssignale gelangen aufgrund der impulsinterferenzfreien Entzerrung unverzerrt vom Sender zum empfangsseitigen Entscheider. Die zeitdiskreten Störsignale  $n_i(k)$  sind

aufgrund ihres Entstehungsprozesses und der Entzerrung zeitlich in sich und wechselseitig korreliert, was durch deren Auto- bzw. Kreuzkorrelationsfunktionen

$$l_{ij}(\kappa) = E\{n_i(k+\kappa)n_j^*(k)\}; \kappa \in \mathbb{Z}; i, j \in \{1, 2, \dots, D\} \quad (4)$$

zum Ausdruck kommt. (Solange die zeitkontinuierlichen Störungen  $n_{0i}(t)$  zumindest schwach zyklstationär mit der Periode  $T$  sind, ist eine Darstellung der zeitdiskreten Störungen als schwach stationäre Prozesse möglich. Eine Ausdehnung der Darstellung auf instationäre Prozesse ist einfach möglich.) Die  $D$  parallelen Signale werden zur Vereinfachung der Darstellung zu Zeilenvektoren, z. B.  $\vec{e}(k) = (e_1(k), e_2(k), \dots, e_D(k))$ , zusammengefaßt.

### 2.1.1 Koordinierte Störungsprädiktion, kombiniert mit statischer Koordinierung

Nach den Entscheidungen über die  $D$  Teilsignale im Schnitt  $\kappa$  können durch Subtraktion der geschätzten Nutzsignale  $\hat{s}_i(\kappa)$  von den Empfangssignalen  $e_i(\kappa)$  Meßwerte  $\hat{n}_i(\kappa)$  der Störungen gebildet werden:

$$\hat{n}_i(\kappa) = e_i(\kappa) - \hat{s}_i(\kappa) \quad (5)$$

(Diese Meßwerte sind bei fehlerfreien Detektionen  $\hat{s}_i(\kappa) = s_i(\kappa)$  richtig. Da für ein brauchbares Übertragungsverfahren von einer sehr geringen Fehlerwahrscheinlichkeit auszugehen ist, entsprechen bis auf sehr wenige Ausnahmen die Meßwerte sehr genau den tatsächlichen Störwerten.) Anhand der nach dem Schnitt  $k-1$  bekannten Meßwerte  $\hat{n}_i(\kappa); \kappa \in \{k-1, k-2, \dots, k-p\}$  werden mittels linearer Prädiktorfilter  $P_{ji}(z)$  Prädiktionswerte  $\tilde{n}_i(k)$  für die Störungen  $n_i(k)$  zum nachfolgenden Schritt  $k$  gebildet und diese von den Empfangssignalen  $e_i(k)$  subtrahiert. Bei der Anwendung nichtrekursiver Prädiktorfilter  $P_{ji}(z)$  vom Grad  $p$  gilt beispielsweise für die Prädiktionswerte:

$$\tilde{n}_i(k) = \sum_{j=1}^D \sum_{\kappa=1}^p \rho_{ji}(\kappa) \cdot \hat{n}_j(k-\kappa) \quad \text{mit}$$

(6)

$$P_{ji}(z) = \sum_{m=1}^p \rho_{ji}(m) z^{-m}.$$

Für die dynamische Koordination in ihrer Ausprägung als Störungsprädiktion, verknüpft mit statischer Koordination, wird somit eine Einrichtung gemäß Blockschaltbild 2 vorgeschlagen. Im Unterschied zur bekannten Störungsprädiktion bei der digitalen Übertragung über linear verzerrende Übertragungsmedien (siehe z. B. [7, 8, 6]) werden nicht nur vorangegangene Störmeßwerte  $\hat{n}_i(k-\kappa); \kappa \in \mathbb{N}$  des  $i$ -ten Teilübertragungssystems zur Bestimmung des Störprädiktionwertes  $\tilde{n}_i(k)$  herangezogen, sondern auch die Störmeßwerte  $\hat{n}_j(k-\kappa); j \in \{1, 2, \dots, D\}$  aller anderen Teilübertragungssysteme.

Die Prädiktorfilter  $P_{ji}(z)$  sind so zu wählen, daß die Varianzen  $\sigma_{n_i'}^2$  der Reststörungen  $n_i'(k) = n_i(k) - \tilde{n}_i(k)$  minimiert werden. Dadurch verbleiben in den Signalen  $e_i'(k)$  nach Subtraktion der Prädiktionswerte  $\tilde{n}_i(k)$  nur mehr nicht vorhersagbare, d. h. kaum mehr korrelierte, Störungen  $n_i'(k)$  mit geringerer Leistung. Die Zuverlässigkeit der digitalen Übertragung wird somit erhöht. Die Einstellung der Filterkoeffizienten kann beispielsweise mit Hilfe der bekannten Verfahren zur Minimierung des mittleren quadratischen Fehlers erfolgen, siehe z. B. [7, 12, 8]. (Insbesondere falls die zeitdiskreten Störungen keine stationären Zufallsprozesse darstellen, kann mit diesen Methoden eine adaptive Nachführung der Prädiktorfilter in bekannter Weise vorgenommen werden.) Falls die AKF und KKF  $l_{ij}(\kappa)$  bekannt sind und zeitdiskrete Prädiktorfilter  $P_{ji}(z)$  mit FIR-Struktur vom Grad  $p$  eingesetzt werden, lassen sich die Filterkoeffizienten  $\rho_{ji}(k)$  als Lösungen der Gleichungssysteme

$$\sum_{m=1}^D \sum_{\kappa=1}^p \rho_{mi}(\kappa) \ell_{jm}(\kappa - k) = \ell_{ij}(k) \quad \text{mit}$$

(7)

$$k \in \{1, 2, \dots, p\}, \quad i, j \in \{1, 2, \dots, D\}$$

bestimmen (verallgemeinerte Yule-Walker-Gleichungen, [9]).

Bei einem hinreichend großen Prädiktorgrad  $p$  wird mit Hilfe der koordinierten Störungsprädiktion gemäß dieser Erfindung erreicht:

- Die Autokorrelation innerhalb der Reststörprozesse  $n_i'(k)$  verschwindet bei minimaler Restvarianz

$$\{n_i'(k)\} = \begin{cases} \sigma_{n_i'}^2 & \text{für } \kappa = 0 \\ 0 & \text{für } \kappa \neq 0, \end{cases} \quad (8)$$

da alle vorhersagbaren Anteile subtrahiert werden.

• Die Kreuzkorrelationen zwischen den Reststörungen  $n_i'(k)$  verschwinden zu unterschiedlichen Zeitpunkten. Es gilt:

$$l_{ij}'(\kappa) = E \{ n_i'(k) n_j'^*(k-\kappa) \} = 0 \text{ für } \kappa > 0, \quad (9)$$

da von den ursprünglichen Störungen  $n_i(k)$  alle Anteile, die anhand der früheren Störmeßwerte  $\hat{n}_i(k-\kappa)$  über das Prädiktorfilter  $P_{ij}(z)$  vorhersagbar sind, subtrahiert werden. Die gleiche Argumentation trifft auf die Reststörung  $n_j'(k)$  zu:

$$l_{ji}'(\kappa) = E \{ n_j'(k) n_i'^*(k-\kappa) \} = 0 \text{ für } \kappa > 0. \quad (10)$$

Aufgrund der Symmetriebeziehung  $l_{ij}'(\kappa) = l_{ji}'^*(-\kappa)$  (siehe z. B. [10]) gilt damit:

$$l_{ij}'(\kappa) = \begin{cases} \sigma_{ij}^2 & \text{für } \kappa = 0 \\ 0 & \text{für } \kappa \neq 0 \end{cases} \quad (11)$$

Somit wird durch diese erste Version der koordinierten Störungsprädiktion erreicht, daß

- die Leistungen  $\sigma_{ij}^2$  der Reststörungen im Rahmen der gegebenen Prädiktorfilter minimiert werden,
- die Reststörungen nur mehr zum gleichen Zeitpunkt korreliert sind.

Falls Prädiktorfilter  $P_{ij}(z)$  mit FIR-Struktur vom Grad  $p$  mit den Koeffizienten  $p_{ij}(k); k \in \{1, 2, \dots, p\}$  eingesetzt werden, gilt für die Kovarianzen  $\sigma_{ij}^2$  der Reststörungen nach der koordinierten Störungsprädiktion:

$$\sigma_{ij}^2 = \sum_{\mu=1}^D \sum_{\nu=1}^D \sum_{\kappa=-p}^p R_{\mu\nu ij}(-\kappa) \cdot l_{\mu\nu}(\kappa) \quad \text{mit} \quad (12)$$

$$R_{\mu\nu ij}(\kappa) = \sum_{m=\max(0, -\kappa)}^{\min(p, p-\kappa)} \rho_{\mu i}(m + \kappa) \rho_{\nu j}^*(m).$$

Für die Auswertung dieser Beziehung ist folgende Definition zu verwenden:

$$\rho_{\mu i}(0) := \begin{cases} -1 & \text{für } \mu = i \\ 0 & \text{für } \mu \neq i \end{cases} \quad (13)$$

Die Definition (13) für (eigentlich nicht vorhandene) 0-ten Koeffizienten der Prädiktorfilter entspricht den direkten Pfaden der Empfangssignale zu den Entscheidern, siehe Bild 2.

Die Kovarianzen  $\sigma_{ij}^2$  der Reststörungen  $n_i'(k)$  werden zur Kovarianzmatrix

$$N = (\sigma_{ij}^2)_{i,j \in \{1, 2, \dots, D\}} \quad (14)$$

zusammengefaßt. Ebenso bilden die  $D^2$  Prädiktorfilter eine Matrix:

$$P(z) = (P_{ij}(z))_{i,j \in \{1, 2, \dots, D\}} \quad (15)$$

Für die Empfangssignale  $e'(k)$  nach der Subtraktion der Störprädiktionswerte gilt das zeitdiskrete Ersatzschaltbild 3 mit (weitgehend) weißen Störungen  $n_i'(k)$ , die jedoch zu gleichen Zeitpunkten  $k$  wechselseitig korreliert sind. Für die Ausgangssignale  $e_i'(k)$  der koordinierten Störungsprädiktion sind damit genau die Voraussetzungen für die Anwendung statischer Koordinierungsverfahren erfüllt. Die Kovarianzen  $\sigma_{ij}^2$  der gleichzeitigen Reststörungen werden durch die koordinierte Störungsprädiktion zumeist wesentlich erhöht.

Neben der Minimierung der Störleistungen durch die koordinierte Störungsprädiktion können damit weitere Störabstandsgewinne durch deren Verknüpfung mit statischen Koordinierungsverfahren erzielt werden, die häufig wesentlich höher ausfallen als bei einer statischen Koordination ohne vorherige koordinierte Störungsprädiktion.

Zur Durchführung der statischen Koordination wird eine Karhunen-Loève-Transformation für die Empfangssignale  $e_i'(k)$  nach der koordinierten Störwertprädiktion vorgeschlagen. Damit werden  $D$  Teilersatzkanäle mit wechselseitig unkorrelierten, weißen Störungen erzeugt. Die hermetisch symmetrische Kovarianzmatrix  $N$  nach

(14) besitzt  $D$  reelle Eigenwerte  $\lambda_i$  und  $D$  zueinander orthogonale Linkseigenvektoren  $\vec{\Phi}_i$ , die mittels der Normierung

$$\vec{\Phi}_i \cdot \vec{\Phi}_i^* = 1 \quad (16)$$

eine orthogonale Basis bilden, sie [11] (Mit der Schreibweise  $\vec{\Phi} = (\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_D)$  werden Zeilenvektoren dargestellt.) Die Linkseigenvektoren werden zur Modalmatrix

$$\vec{\Phi} = \begin{bmatrix} \vec{\Phi}_1 \\ \vec{\Phi}_2 \\ \vdots \\ \vec{\Phi}_D \end{bmatrix} \quad (17)$$

zusammengefaßt. Für die Modalmatrix  $\Phi^{-1}$  der Rechtseigenvektoren gilt:  $\Phi^{-1} = \Phi^*{}^T$ . Die Kovarianzmatrix läßt sich zerlegen in

$$N = \vec{\Phi}^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ & \ddots & & \vdots \\ 0 & & \ddots & 0 \\ \vdots & & & \ddots \\ 0 & \dots & 0 & \lambda_D \end{bmatrix} \vec{\Phi} \quad (18)$$

Mittels einer linearen Transformation der Empfangssignale  $e_i'(k)$  nach der koordinierten Störungsprädiktion in die Signale

$$\vec{e}^n(k) = (e_1^n(k), e_2^n(k), \dots, e_D^n(k)) = (e_1'(k), e_2'(k), \dots, e_D'(k)) \vec{\Phi}^{-1} \quad (19)$$

werden unkorrelierte, weiße Störungen  $n_i^*(k)$  mit den Varianzen  $\lambda_i$  in allen Teilkanälen erzeugt (Karhunen-Loève-Transformation).

Um hinsichtlich der Nutzsignale diese Transformation aufzuheben, ist eine sendeseitige inverse Transformation

$$\vec{s}(k) = (s_1^n(k), s_2^n(k), \dots, s_D^n(k)) \cdot \vec{\Phi} \quad (20)$$

erforderlich. Das Bild 4 verdeutlicht diese Vorgehensweise zur Erzeugung unkorrelierter Teilübertragungssysteme. Den unterschiedlichen Varianzen  $\lambda_i$  der Störungen  $n_i^*(k)$  kann nun durch eine unabhängige Übertragung mit unterschiedlichen Teilraten  $R_i$  [bit/Symbol] Rechnung getragen werden. Vorzugsweise sind die Teilraten  $R_i$  bei gegebener Gesamtrate  $R_G$  gemäß folgender Beziehung

$$R_i \approx \frac{1}{D} R_G + \frac{1}{D} \log \left( \frac{\sqrt{\frac{D}{\prod_{j=1}^D \lambda_j}}}{\lambda_i} \right) \quad (21)$$

zu wählen, während die Teilsendeleistungen  $S_i = E[|s_i(k)|^2]$  ungefähr gleich groß sein sollten, siehe [9].

Die koordinierte Störungsprädiktion wurde für die Signale vor der Karhunen-Loève-Transformation abgeleitet. Für die z-Transformierten der Empfangssignale  $e_i^*(k)$  nach der Koordination

$$E_i^n(z) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} e_i^n(k) z^{-k} \quad (22)$$

gilt gemäß der Blockschaltdiagramme 2 und 4 in Vektorschreibweise

$$\begin{aligned} \vec{E}^n(z) &= \vec{E}(z) \cdot \Phi^{-1} - \left( \vec{E}(z) - \vec{S}^n(z) \Phi \right) \mathcal{P}(z) \cdot \Phi^{-1} \\ &= \vec{E}(z) \Phi^{-1} - \left( \vec{E}(z) \Phi^{-1} - \vec{S}^n(z) \right) \cdot Y(z) \end{aligned} \quad (23)$$

Das Bild 5 zeigt ein modifiziertes Blockschaltdiagramm der koordinierten Übertragung in der Ausprägung der koordinierten Störungsprädiktion, verknüpft mit einer statischen Koordination mittels Karhunen-Loève-Transformation. Die Signalfade verkörpern jeweils  $D$  parallele Teilsignale, durch die Matrizen  $\Phi$  bzw.  $\Phi^{-1}$  und  $Y(z)$  werden die Teilsignale untereinander verknüpft. Solange die Entscheidungen richtig getroffen werden, bestehen zwischen den Sendesignalen  $s^*(k)$  und den Empfangssignalen  $e^*(k)$  verzerrungsfreie unabhängige Teilersatzübertragungskanäle mit weitgehend unkorrelierten und weißen Störungen  $n^*(k)$ , die minimale, jedoch maximal unterschiedliche Varianzen  $\lambda_i$  besitzen.

## 2.1.2 Direkte koordinierte Störungsprädiktion

In einer direkten Realisierungsform der koordinierten Störungsprädiktion wird der Umweg über die statische Koordination (Karhunen-Loève-Transformation) vermieden. Im Schnitt  $k$  werden neben den Meßwerten  $\hat{n}_i(k-\kappa)$ ;  $\kappa \in N$  der Störungen zu vorangegangenen Schritten auch bereits bestimmte aktuelle Meßwerte  $\hat{n}_i(k)$  zur Prädiktion anderer aktueller Störwerte  $\hat{n}_\mu(k)$  herangezogen. Hierzu wird für die  $D$  Teilsignale eine geeignete Reihenfolge  $v(i) \in \{1, \dots, D\}$ ;  $i \in \{1, \dots, D\}$  für die gleichzeitige Prädiktion festgelegt. Nach der Bestimmung eines Störprädiktionwertes  $\hat{n}_{v(1)}(k)$  anhand aller vorangegangenen Störmeßwerte  $\hat{n}_i(k-\kappa)$  mittels linearer Prädiktoren  $\Xi_{v(1)}(z) = P_{v(1)}(z)$ ;  $i \in \{1, \dots, D\}$  gemäß Abschnitt 2.1.1 erfolgt die Detektion über das Teilsignal  $e_{v(1)}'(k)$  und es wird der Störmeßwert  $\hat{n}_{v(1)}(k)$  gemäß (5) gebildet. Für die Störung  $n_{v(2)}(k)$  wird nun ein Prädiktionwert  $\hat{n}_{v(2)}(k)$  anhand aller vorangegangenen Störmeßwerte  $\hat{n}_i(k-\kappa)$  und des gleichzeitigen Störmeßwertes  $\hat{n}_{v(1)}(k)$  mittels eines modifizierten Prädiktorfilters  $\Xi_{v(2)}(z)$  bestimmt. Auf diese Weise wird erreicht, daß die gleichzeitigen Reststörungen  $n_{v(1)}'(k)$  und  $n_{v(2)}'(k)$  nach der Störungsprädiktion unkorreliert sind. Sukzessiv lassen sich also die gleichzeitigen Störmeßwerte  $\hat{n}_{v(m)}(k)$ ,  $m \in \{1, \dots, M-1\}$  zur Bestimmung des Störprädiktionwertes  $\hat{n}_{v(M)}(k)$  heranziehen. Die Koeffizienten  $\xi_{ij}(k)$  der modifizierten Prädiktorfilter

$$\Xi_{ij}(z) = \sum_{k=0}^p \xi_{ij}(k) z^{-k}$$

in FIR-Struktur mit dem Grad  $p$  lassen sich gemäß folgender, modifizierter, verallgemeinerter Yule-Walker-Gleichungen bestimmen:

$$\sum_{m=1}^D \sum_{\kappa=0}^p \xi_{mi}(\kappa) \ell_{jm}(\kappa - k) = \ell_{ij}(k) \quad \text{mit} \quad (24)$$

$$\forall i, j \in \{1, 2, \dots, D\} ; \quad k \in \{0, 1, 2, \dots, p\}$$

und den Nebenbedingungen gemäß der Reihenfolge  $v(i)$

$$\xi_{v(m)v(i)}(0) = 0 \text{ für } m \leq i \quad (25)$$

Die Prädiktorfilter  $\Xi_{ij}(z)$  werden zur Matrix  $\Xi(z)$  zusammengefaßt. Da auch die aktuellen Störmeßwerte  $\hat{n}_i(k)$  verkoppelt werden, sind in dieser Version der koordinierten Störungsprädiktion die Reststörungen  $n_i'(k)$  zum gleichen Zeitpunkt (weitgehend) unkorreliert. Die Varianzen  $\sigma_{ii}^2$  der Reststörungen lassen sich gemäß den Beziehungen (12) berechnen, wobei anstelle der Koeffizienten  $p_{\mu i}(\kappa)$  die Werte  $\xi_{\mu i}(\kappa)$  gemäß (24) einzusetzen sind. Die Koeffizienten  $\xi_{\mu i}(0)$ ;  $\mu \neq i$  sind nun gemäß (24) größtenteils von Null verschieden. Die Werte  $\xi_{ii}(0) = -1$  für die direkte Zuführung der Signale zu den Entscheidungen sind in gleicher Weise wie bei Gl (12) zu verwenden. Die Kovarianzmatrix  $N$  der Reststörungen ist nur in ihrer Hauptdiagonalen wesentlich von Null verschieden; eine Faktorisierung und damit eine weitere statische Koordination sind damit nicht notwendig.

Um hohe Störabstandsgewinne durch Koordination zu erzielen, ist die Reihenfolge  $v(i)$  für die Bestimmung der Störmeßwerte vorzugsweise so zu wählen, daß das geometrische Mittel (bzw. das Produkt) der Varianzen  $\sigma_{ii}^2$  der Reststörungen minimal wird, vgl. [9].

$$\min_{\nu(i)} \left( \prod_{i=1}^p \sigma_{ii}^2 \right)^{1/D} \quad (26)$$

Das Bild 6 zeigt das Blockschaltbild der direkten koordinierten Störungsprädiktion. Dabei ist vorausgesetzt, daß die Entscheidungen verzögerungsfrei erfolgen und somit alle Entscheidungen über die Teilsignale  $e_{\nu(m)}(k)$ ;  $m \in \{1, 2, \dots, M-1\}$  für die Entscheidungen über das Teilsignal  $e_{\nu(M)}(k)$  bereits zur Verfügung stehen. Solange eine wechselseitige Beeinflussung der Entscheidungen über die  $D$  Teilsignale in einer eindeutigen Reihenfolge  $\nu(i)$ ;  $i = \{1, 2, \dots, D\}$  erfolgt, ist ein instabiles Verhalten der Entscheidungsrückkopplung ausgeschlossen.

Eine weitere Verbesserung ist durch ein mehrmaliges, iterierendes Berechnungsverfahren der aktuellen Störmeßwerte möglich (Erneute Berechnung von  $\hat{a}_{\nu(m)}(k)$  unter Verwertung der in früheren Iterationsschleifen bereits bestimmten  $\hat{a}_{\nu(m)}(k)$ ; auch für  $m > M$ ).

Den unterschiedlichen Störvarianzen in den unkorrelierten Ersatzkanälen zwischen Sendern und Entscheidern kann wiederum vorzugsweise durch eine Aufteilung des Gesamtnachrichtenflusses in ungleiche Teilraten  $R_i$  Rechnung getragen werden, vgl. Abschnitt 2.1.1.

$$R_i \approx \frac{1}{D} R_G + \frac{1}{D} \text{ld} \left( \frac{\left( \prod_{j=1}^D \sigma_{jj}^2 \right)^{1/D}}{\sigma_{ii}} \right) \quad (27)$$

Die Sendeleistungen  $S_i$  sind vorzugsweise ungefähr gleich zu wählen.

## 22 Koordinierte entscheidungsrückgekoppelte Entzerrung (CDFE)

Ebenso wie die übliche Störungsprädiktion bei der digitalen Übertragung für einen Übertragungsweg ( $D=1$ ) in eine äquivalente Struktur mit Noise-Whitening-Filter und nachfolgender entscheidungsrückgekoppelter Entzerrung (Decision-Feedback-Equalization: DFE) übergeführt werden kann (siehe z. B. [6]), existieren als weitere Varianten der dynamischen Koordination Verfahren mit koordinierter entscheidungsrückgekoppelter Entzerrung (Coordinated Decision-Feedback-Equalization: CDFE).

### 2.2.1 CDFE, verknüpft mit statischer Koordination

Die Beziehung (23) für die Signale  $e_{\nu}^n(k)$  an den Eingängen der Entscheider kann auf einfache Weise umgeformt werden in

$$\tilde{E}^n(z) = \tilde{E}(z) \cdot W(z) + \tilde{S}^n(z) Y(z)$$

mit

$$W(z) = \Phi^{-1} (I - Y(z)) ; W(z) = (W_{ij}(z)) ; i, j \in \{1, 2, \dots, D\}.$$

Dabei bezeichnen  $I$  eine  $D \times D$  Einheitsmatrix. Das koordinierte Übertragungsverfahren gemäß der Erfindung in seiner Ausprägung als CDFE, verknüpft mit statischer Koordination nach Gl. (28), ist in Bild 7B dargestellt. Es war vorgesehen, daß der Abtastung eine impulsinterferenzfreie Entzerrung mittels Empfangsfilter  $H_0(f)$  vorausgeht. Da nun die zeitdiskreten Systeme  $W_{ii}(z = e^{j2\pi fT})$  im Bereich niedriger Frequenzen  $f < 1/(2T)$  oftmals weitgehend inverse Frequenzgänge zu den Entzerrfiltern  $H_0(f)$  aufweisen (vgl. [6]), ist es bezüglich des Aufwandes mitunter günstig, einfachere zeitkontinuierliche Empfangsfilter

$$H_{Ei}(f) = H_{0i}(f) \cdot W_{ii}(z = e^{j2\pi fT}) \quad (29)$$

zu realisieren. Der Abtastung folgen dann Kreuzkopplungsfilter  $W_{ij}(z)/W_{ii}(z)$ ;  $i \neq j$ , siehe Bild 8. Selbstverständlich sind auch eine vollständige zeitkontinuierliche Realisierung der Kreuzkopplungen sowie aller Mischformen zeitdiskreter und zeitkontinuierlicher Realisierungen möglich. Im folgenden wird eine gedächtnisbehaftete  $D$ -dimensionale Signaltransformation  $WM(f)$ , die einer Rauschbandbegrenzung und Störungsdekorrelation mit Kreuzverkopplung entspricht, als koordiniertes Whitened-Matched-Filter bezeichnet, da die Störabtastwerte  $n_{\nu}^n(k)$  am Ausgang eines solchen Systems sowohl zeitlich in sich und untereinander möglichst unkorreliert sind. Es gilt



$$WM(f) = \begin{bmatrix} H_{01}(f) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & H_{02}(f) & & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & & & \\ 0 & 0 & \dots & & H_{0D}(f) & \end{bmatrix} \cdot W(z = e^{j2\pi fT}) \quad (30)$$

Sendeseitig ist zur Inversion der in  $WM(f)$  enthaltenen Transformation  $\Phi^{-1}$  die Transformation  $\Phi$  gemäß Abschnitt 2.1.1 vorzusehen. Das Bild 7a zeigt die Realisierung des Übertragungsverfahrens mit CDFE, verknüpft mit statischer Koordination bei Anwendung eines koordinierten Whiten-Matched-Filters.

## 22.2 CDFE, direkte Form

Bei der direkten Form der koordinierten Störungsprädiktion gilt für die Entscheidungseingangssignale  $e_f(k)$ , siehe Bild 6:

$$\tilde{E}'(z) = \tilde{E}(z) - (\tilde{E}(z) - \tilde{S}(z)) \cdot \Xi(z). \quad (31)$$

Durch elementare Umformung entsteht daraus die koordinierte entscheidungsrückgekoppelte Entzerrung (CDFE) in direkter Form gemäß Bild 9:

$$\tilde{E}'(z) = \tilde{E}(z) \cdot (I - \Xi(z)) + \tilde{S}(z) \cdot \Xi(z). \quad (32)$$

Die Entscheidung hat wiederum verzögerungsfrei zu erfolgen; aufgrund der gerichteten Beeinflussung der Entscheidungen gemäß der Reihenfolge  $v(i)$  ist jedoch die Stabilität der Entscheidungsrückkopplung gewährleistet. Für das zeitkontinuierliche koordinierte Whiten-Matched-Filter  $WM_d(f)$  gilt bei der direkten Form der CDFE:

$$WM_d(f) = \begin{bmatrix} H_{01}(f) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_{02}(f) & & & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & H_{0D}(f) \end{bmatrix} \cdot [I - \Xi(z = e^{j2\pi fT})]. \quad (33)$$

Selbstverständlich sind alle Mischformen zeitkontinuierlicher und zeitdiskreter Realisierung dieser  $D \times D$ -Filter möglich. Eine sendeseitige Transformation der Teilsignale ist nicht erforderlich.

## 23 Gekoppelte Sequenzschätzverfahren

Die Ausprägungen der dynamischen Koordination als koordinierte Störungsprädiktion gemäß Abschnitten 2.1.1 und 2.1.2 sowie als koordinierte entscheidungsrückgekoppelte Entzerrung gemäß Abschnitten 2.2.1 und 2.2.2 sowie alle Mischformen hieraus können als Grundlagen für gekoppelte Sequenzschätzverfahren herangezogen werden. Dabei werden nicht sofortige Entscheidungen getroffen, um die Bestimmung von Störmeßwerten bzw. die Entscheidungsrückkopplung zu ermöglichen, sondern es werden die Varianzen maßstablicher Störungen (Metriken) für unterschiedliche, als gesendet angenommene Symbolsequenzen berechnet und (längerfristig) zugunsten der Symbolsequenzen entschieden, für die die Varianz der maßstablichen Störungen am kleinsten ist. Bei der gekoppelten Sequenzschätzung werden Metriken für Kombinationen aus  $D$  Sequenzen berechnet und daraus vorzugsweise gemeinsame Entscheidungen über alle Sequenzen getroffen. Eine Ausprägung der gekoppelten Sequenzschätzung stellt ein Viterbi-Algorithmus (vgl. [6]) dar, dessen Zustände durch die möglichen Kombinationen der  $D$  Sequenzen gebildet werden. In zustandsreduzierten Sequenzschätzverfahren kann durch Zusammenfassen von Zuständen zu Hyperzuständen ein Austausch zwischen Aufwand und Störresistenz erfolgen, vgl. [6]. Eine weitere Möglichkeit zur Aufwandsreduktion stellt beispielsweise der sog. Selektions- oder M-Algorithmus dar, vgl. [6]. Die Verfahren gemäß der Abschnitte 2.1 und 2.2 stellen die Spezialfälle einer auf nur einen Zustand reduzierten zustandsreduzierten Sequenzschätzung dar.



## 24 Koordinierte Tomlinson-Harashima-Vorcodierung (CTH)

Die Verfahren der koordinierten Störungsprädiktion und der entscheidungsrückgekoppelten Entzerrung besitzen den Nachteil, daß durch Entscheidungsfehler über deren Rückkopplungen Folgefehler entstehen. Außerdem müssen die Entscheidungen sofort zurückgeführt werden, wodurch der Einsatz von Kanalcodierungsverfahren, die verzögerte Entscheidungen bedingen, sehr erschwert wird. Diese Nachteile werden bei der Ausprägung der dynamischen Koordination als koordinierte Tomlinson-Harashima-Vorcodierung (CTH) vermieden. Bei der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung wird anstelle einer empfangsseitigen, entscheidungsrückgekoppelten Entzerrung (DFE) eine sendeseitige Vorverzerrung vorgenommen.

Ein unverhältnismäßig großer Anstieg der Sendeleistung wird durch eine nichtlineare Begrenzung am Sender vermieden, siehe z. B. [13, 6]. Diese nichtlineare Begrenzung ist gleichbedeutend mit einer periodischen Fortsetzung der Signalkonstellation mit mehrfacher Repräsentation der digitalen Symbole durch Signalwerte. Es wird jeweils derjenige Repräsentant ausgewählt, für den die Sendesignalamplitude nach der Vorverzerrung am kleinsten ist. In der Erweiterung der Tomlinson-Harashima-Vorcodierung zur Trellis-Vorcodierung werden die Repräsentanten so gewählt, daß lange Sequenzen von Sendesignalwerten  $s(k)$  erwünschte Eigenschaften aufweisen (z. B. minimale mittlere Leistung, spektrale Nullstellen usw., siehe [14, 15]).

Die CDFE gemäß dieser Erfindung läßt sich in gleicher Weise wie gewöhnliche DFE ( $D=1$ ) in äquivalente Strukturen mit Tomlinson-Harashima-Vorcodierung bzw. Trellis-Vorcodierung umformen. Das Bild 10 zeigt die Ausprägungen der Erfindung als CTH, verknüpft mit statischer Koordination und in direkter Form. Obwohl in der direkten Form unverzögerte Rückkopplungspfade existieren, ist aufgrund der gerichteten Abhängigkeit bei der Auswahl der optimalen Signalrepräsentanten die Stabilität der Rückkopplung sichergestellt. Die Auswahl des günstigsten Signalrepräsentanten kann sowohl individuell für jedes Teilsystem als auch verbunden für alle Teilsysteme (mehrdimensionale Vorcodierung bzw. Signalformung) vorgenommen werden. Die koordinierte Whitened-Matched-Filter sind zeitkontinuierlich bzw. zeitdiskret vorzugsweise gemäß den Abschnitten 2.2.1 und 2.2.2 zu realisieren.

## 3 Literaturverzeichnis

- [1] IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Sonderheft August 1991 zum Thema "High Rate Digital Subscriber Line", Vol. JSAC-9, Aug. 1991
- [2] J. W. Lechleider: Exploiting crosstalk pair-to-pair correlation in two-pair digital subscriber lines. Proceedings of the IEEE Int. Commun. Conference, Atlanta, GA, 1990, paper 348.2
- [3] J. W. Lechleider: Coordinated Transmission for Two-Pair Digital Subscriber Lines. IEEE J. Select. Areas in Commun., Vol. JSAC-9, pp. 920-930, Aug. 1991
- [4] R. W. Lucky, J. Salz, E. J. Weldon: Principles of Data Communication. McGraw-Hill, New York, 1968
- [5] G. Söder, K. Tröndle: Digitale Übertragungssysteme. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 1985
- [6] J. Huber: Trelliscodierung. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, 1992
- [7] M. L. Honig, D. G. Messerschmidt: Adaptive filters: structures, algorithms, and applications. Kluwer Academic Publishers, Boston, 1984
- [8] J. G. Proakis: Digital Communications. McGraw-Hill, New York, 1989
- [9] J. Huber, R. Fischer: Koordinierte digitale Übertragung, in Vorbereitung, 1993
- [10] A. Papoulis: Probability, Random Variables and Stochastic Processes. McGraw-Hill, Tokyo, 1965
- [11] K. Burg, H. Haf, F. Wille: Höhere Mathematik für Ingenieure, Band II: Lineare Algebra. Teubner-Verlag, Stuttgart, 1987
- [12] B. Widrow, S. D. Stearns: Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1985
- [13] G. D. Forney, M. V. Eyuboglu: Combined equalization and coding using precoding. IEEE Communications Magazine, Vol. 29, Dec. 1991
- [14] G. D. Forney, M. V. Eyuboglu: Trellis Precoding: Combined Coding, Precoding and Shaping for Intersymbol Interference Channels. IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-38, March 1992
- [15] J. Huber, R. Fischer: Signalformung bei digitaler Nachrichtenübertragung. Deutsche Patentanmeldung P 43 16 547.8 vom 18. 5. 1993

## 4 Abbildungsverzeichnis

- Bild 1: Zeitdiskretes Ersatzschaltbild für die parallele Übertragung über D Signalfade bei impulsinterferenzfreier Entzerrung und Abtastung im Symboltakt.
- Bild 2: Koordinierte Störungsprädiktion, kombiniert mit statischer Koordination.
- Bild 3: Zeitdiskretes Ersatzschaltbild für die Empfangssignale nach der Subtraktion der Störschätzwerte.
- Bild 4: Erzeugung unabhängiger Teilkanäle mit unkorrelierten, weißen Störungen durch Karhunen-Loève-Transformation.
- Bild 5: Modifizierte Form der koordinierten Störungsprädiktion, kombiniert mit statischer Koordination.
- Bild 6: Direkte Form der koordinierten Störungsprädiktion.
- Bild 7: Koordinierte, entscheidungsrückgekoppelte Entzerrung mit vorgeschaltetem koordiniertem Whitening-Filter, kombiniert mit statischer Koordination.
- Bild 8: Koordiniertes (Noise-)Whitening-Filter.
- Bild 9: Koordinierte entscheidungsrückgekoppelte Entzerrung mit vorgeschaltetem koordiniertem Whitening-Filter in der direkten Form.
- Bild 10: Dynamische Koordination, realisiert als koordinierte Tomlinson-Harashima-Vorcodierung, bzw.

Trellis-Vorcodierung.

A) verknüpft mit statischer Koordination

B) direkte Form

## Patentansprüche

1. Verfahren zur digitalen Nachrichtenübertragung über zwei oder mehrere Signalwege mit wechselseitig statisch abhängigen Störungen zur Nutzung dieser statischen Abhängigkeiten zum Zwecke der Erhöhung der Zuverlässigkeit bzw. der überbrückbaren Feldlänge, dadurch gekennzeichnet, daß die Empfangssignale über dispersive Systeme wechselseitig in der Weise miteinander verkoppelt werden, daß die Störungen für die einzelnen Signalwege möglichst verringert werden und die Wirkung dieser Verkopplung auf die Nutzsignale durch Rückkopplung der Signale am Ausgang der empfangsseitigen Entscheider und bzw. oder inverse sendeseitige Verkopplungen aufgehoben werden.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß aus ermittelten Störschätzwerten, die in vorangegangenen Schritten durch Subtraktion der geschätzten Nutzsignale von den Empfangssignalen gewonnen wurden, über wechselseitig verkoppelte, gegebenenfalls dispersive, Systeme Vorhersagewerte für die Störungen zum aktuellen Schritt gebildet werden, die von den zugehörigen Empfangssignalen zum Zwecke der Verringerung der Störwirkungen subtrahiert werden.
3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß mittels im aktuellen Schritt und in vorangegangenen Schritten anhand der Differenzen von Empfangssignalen und geschätzten Nutzsignalen ermittelten Störschätzwerten über wechselseitig verkoppelte, gegebenenfalls dispersive Systeme Vorhersagewerte für die übrigen Störungen zum aktuellen Schritt gebildet werden, die zum Zwecke der Verringerung der Störwirkungen von den zugehörigen Empfangssignalen subtrahiert werden.
4. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Empfangssignale in der Weise gefiltert und wechselseitig miteinander über gegebenenfalls dispersive Systeme verkoppelt werden, daß die Störungen möglichst verringert werden und statische Abhängigkeiten der Störwerte wechselseitig und innerhalb der Störsignale möglichst aufgehoben werden sowie die Wirkungen dieser Filter und Verkopplungen auf die Nutzsignale durch Rückführungen und wechselseitige Verkopplungen der Ausgangssignale der empfangsseitigen Entscheider über gegebenenfalls dispersive Systeme weitmöglichst aufgehoben werden.
5. Verfahren gemäß Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß unter mehreren Kombinationen von als gesendet vermuteten Symbolsequenzen diejenige ausgewählt wird, für die die Leistung der Differenz zwischen den zugehörigen Nutzsignalen und den beobachteten Empfangssignalen nach der wechselseitigen Verkopplung der Signale zur Störverringerng und zur wechselseitigen Dekorrelation am kleinsten ist.
6. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Empfangssignale in der Weise gefiltert und wechselseitig über gegebenenfalls dispersive Systeme miteinander verkoppelt werden, daß die Störungen möglichst gering werden und die statistischen Abhängigkeiten der Störwerte wechselseitig und innerhalb der Störsignale möglichst aufgehoben werden und die Wirkungen der Filter und Verkopplungen auf die Nutzsignale durch sendeseitige inverse Filter und Verkopplung aufgehoben werden, wobei bei einer primär mehrfachen Repräsentation der digitalen Symbole durch Signalverläufe oder Signalwerte durch eine geeignete Auswahl der aktuell verwendeten Repräsentanten anhand gegebener Kriterien den Sendesignalen erwünschte Eigenschaften verliehen werden können.
7. Verfahren nach Anspruch 1 und 2, Anspruch 1 und 4 sowie nach Anspruch 1 und 6, dadurch gekennzeichnet, daß sende- und empfangsseitig zueinander inverse Verkopplungen zwischen den Signalen mittels nichtdispersiver Systeme vorgenommen werden, um durch Nutzung der eventuell verbliebenen statistischen Abhängigkeiten gleichzeitiger Störwerte die Störungen weiter zu vermindern und insbesondere möglichst große Unterschiede in den Leistungen der verbleibenden Reststörungen zu bewirken.
8. Verfahren nach Anspruch 1, Anspruch 1, 2 und 7, Anspruch 1 und 4, Anspruch 1, 4 und 7, Anspruch 1 und 5, Anspruch 1 und 6, Anspruch 1, 6 und 7, dadurch gekennzeichnet, daß die digitale Übertragung mittels unterschiedlicher Datenraten, Symbolalphabeten und Signalverläufen bzw. Signalwerten den unterschiedlichen Störleistungen der Teilübertragungssysteme angepaßt wird, die eventuell bereits ursprünglich vorliegen und bzw. oder durch die wechselseitigen Verkopplungen der Signale zum Zwecke der Verringerung der Störungen und zur Erzeugung einer möglichst großen Streuung der Störleistungen hervorgerufen wurden.

---

 Hierzu 10 Seite(n) Zeichnungen
 

---

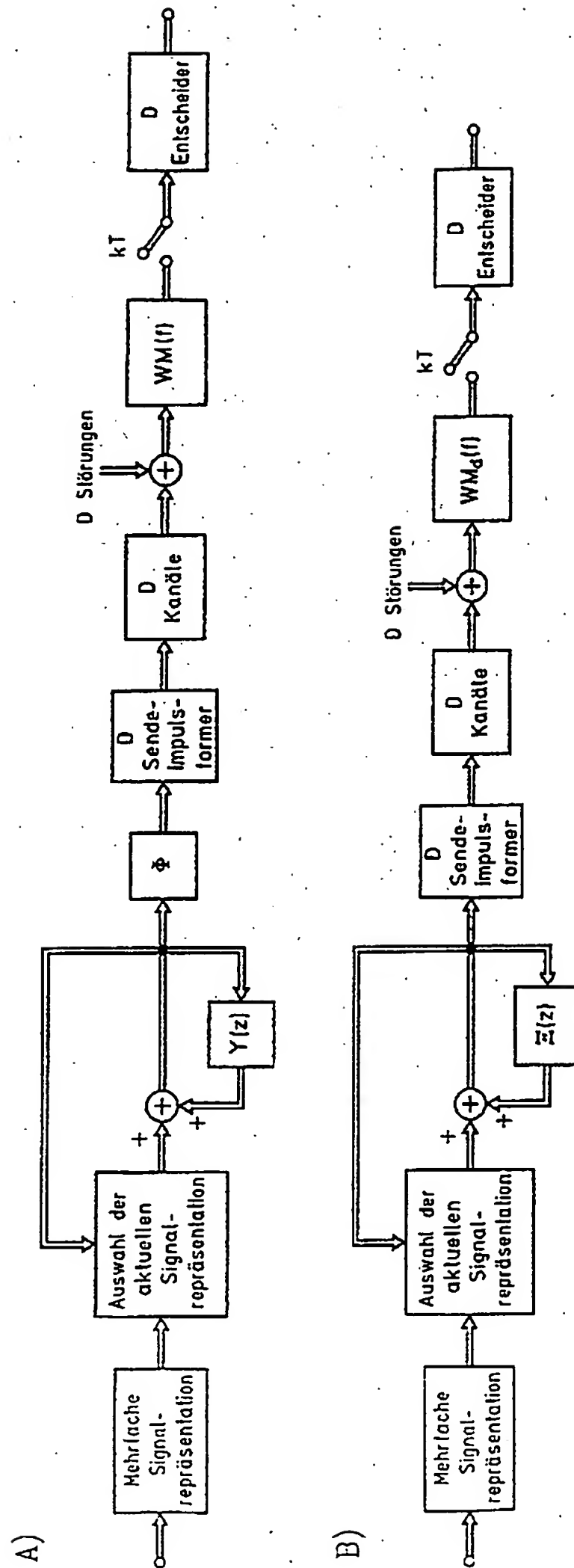


Bild 10: Dynamische Koordination, realisiert als koordinierte Tomlinson-Harashima-Vorcodierung.

bzw. Trellis-Vorcodierung.

A) verknüpft mit statischer Koordination

B) direkte Form

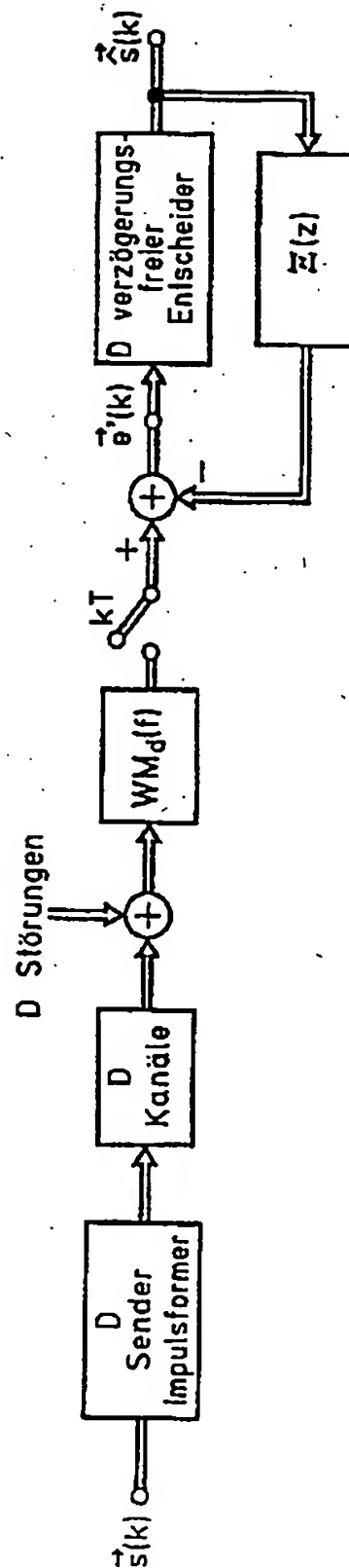


Bild 9: Koordinierte entscheidungsrückgekoppelte Entzerrung mit vorgeschaltetem koordiniertem Whitening-Filter in der direkten Form.

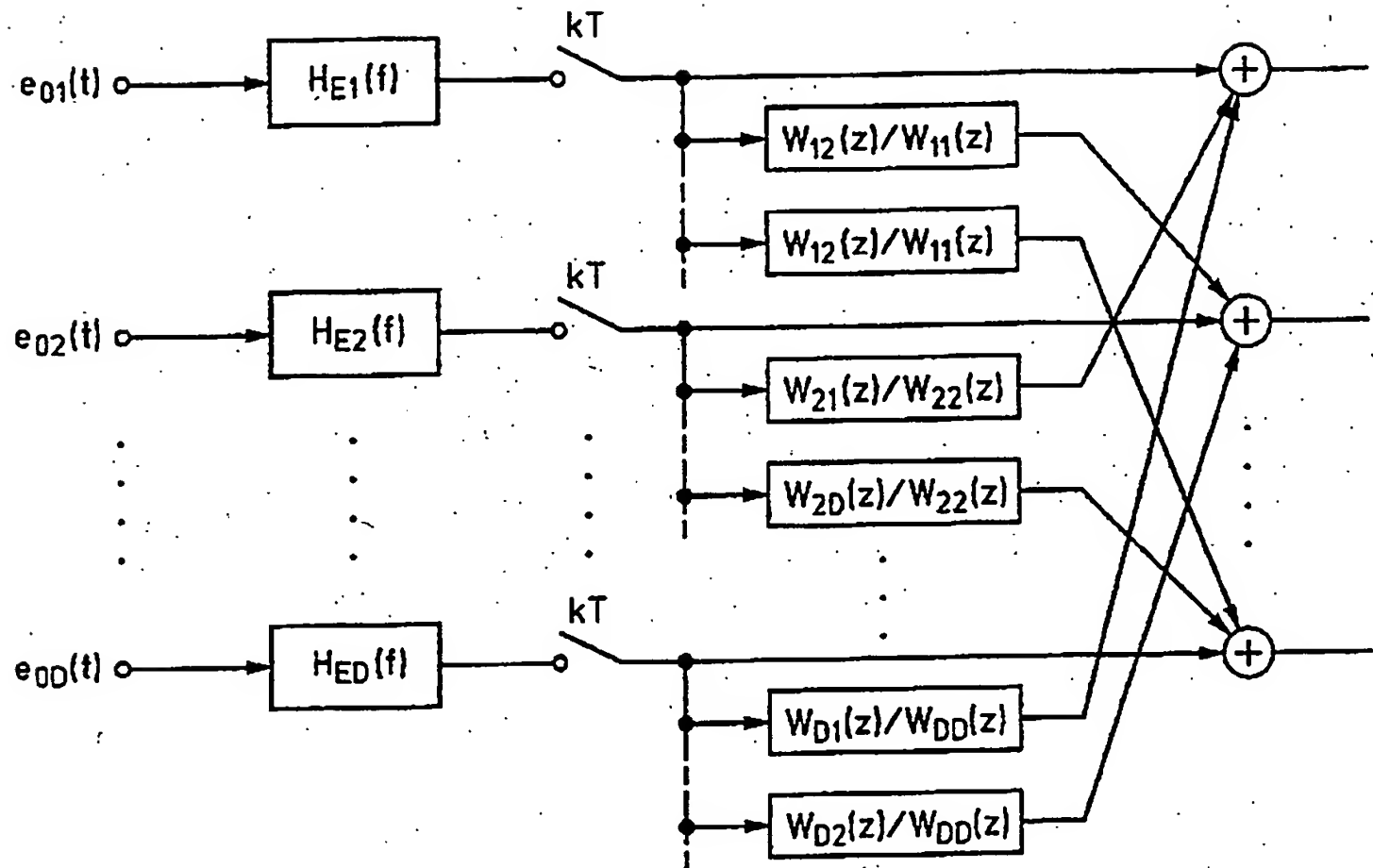


Bild 8: Koordiniertes (Noise-)Whitening-Filter

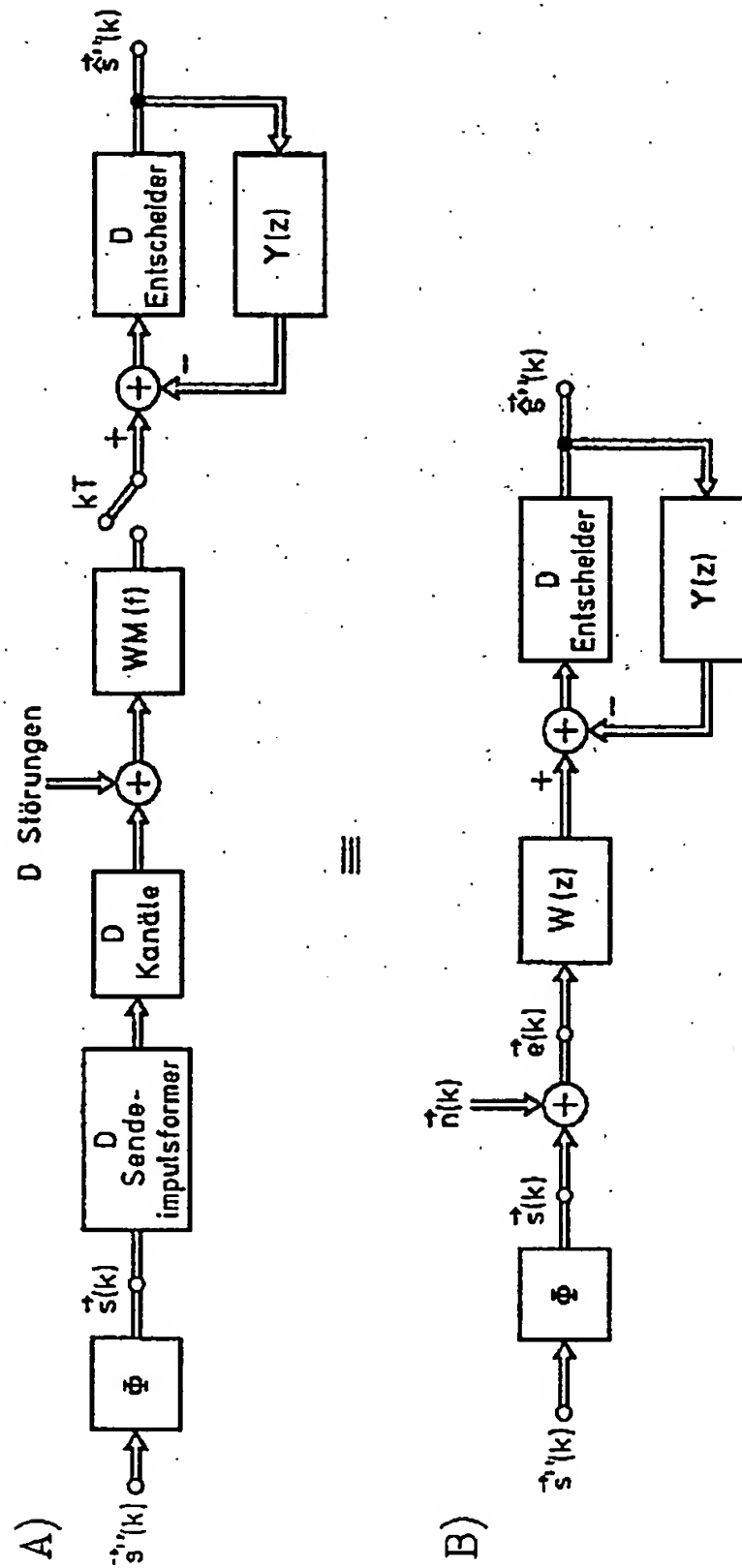


Bild 7: Koordinierte, entscheidungsrückgekoppelte Entzerrung mit vorgeschaltetem koordiniertem Whitening-Filter, kombiniert mit statischer Koordination.

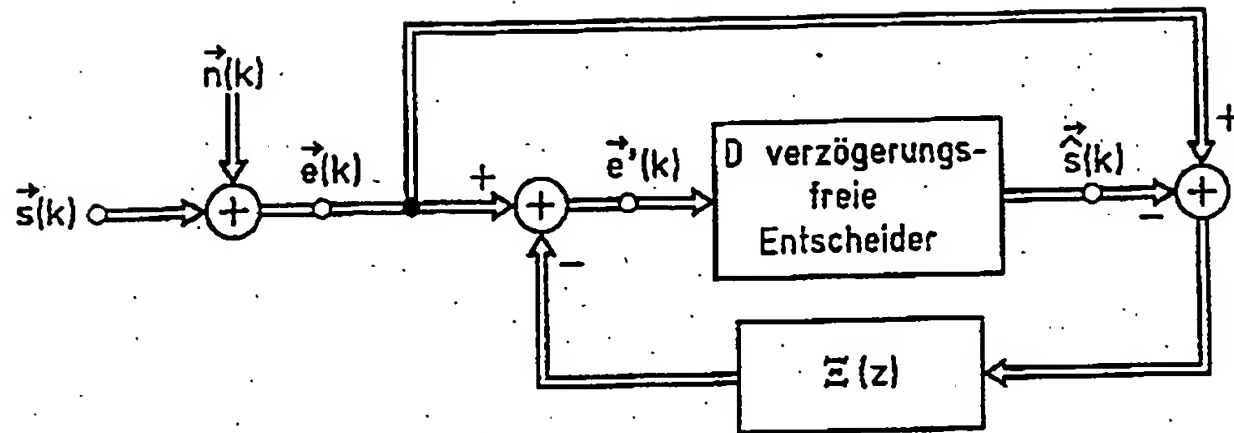


Bild 6: Direkte Form der koordinierten Störungsprädiktion



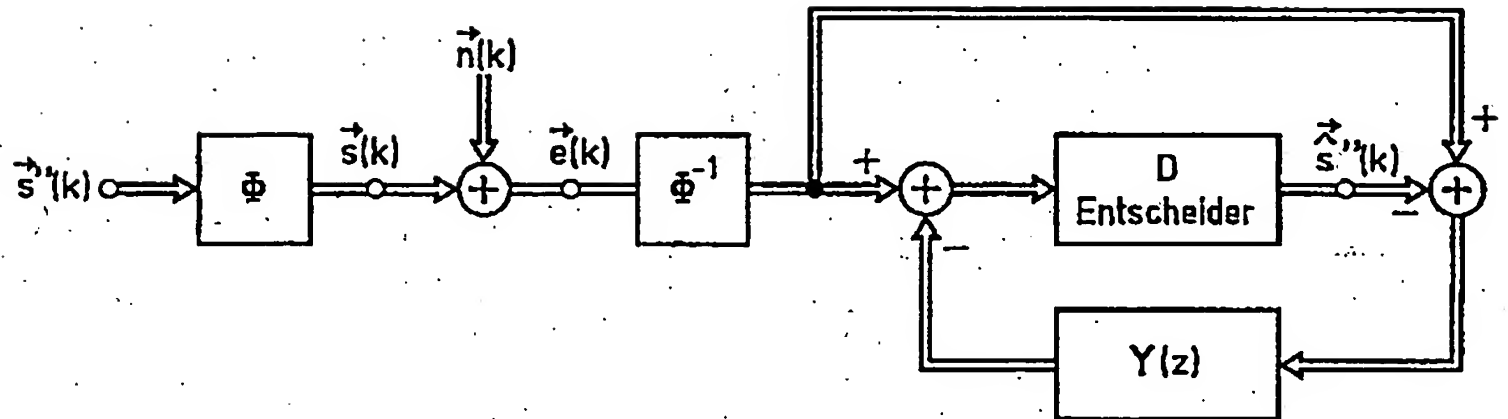


Bild 5: Modifizierte Form der koordinierten Störungsprädiktion, kombiniert mit statischer Koordination.

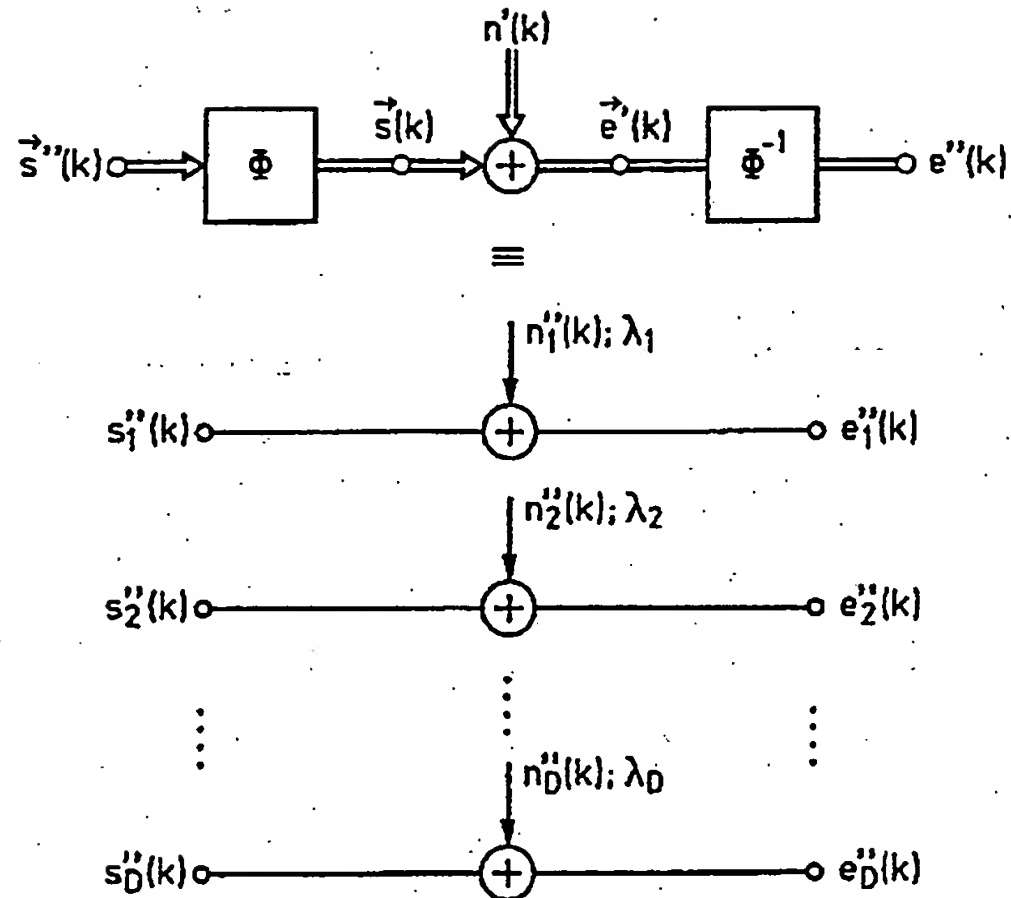


Bild 4: Erzeugung unabhängiger Teilkanäle mit unkorrelierten, weißen Störungen durch Karhunen-Loève-Transformation.

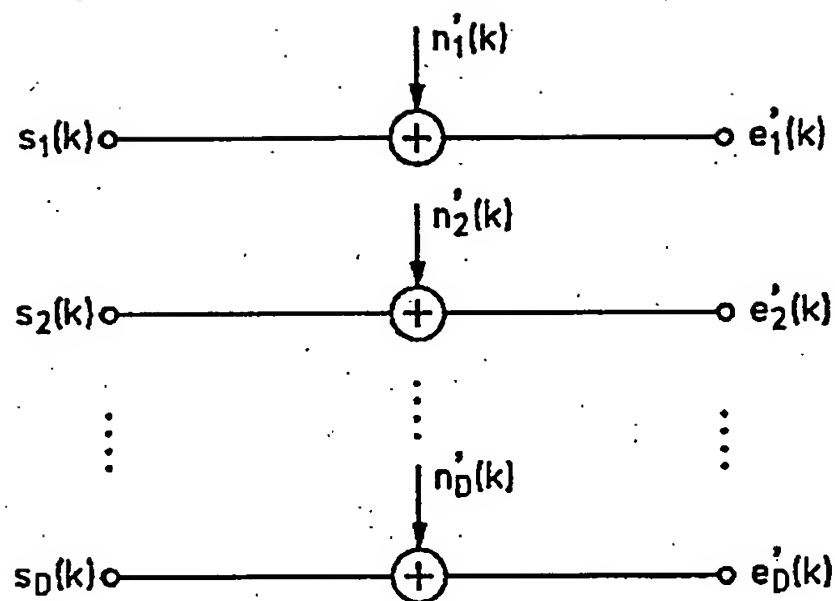


Bild 3: Zeitdiskretes Ersatzschaltbild für die Empfangssignale nach der Subtraktion der Störschätzwerte.

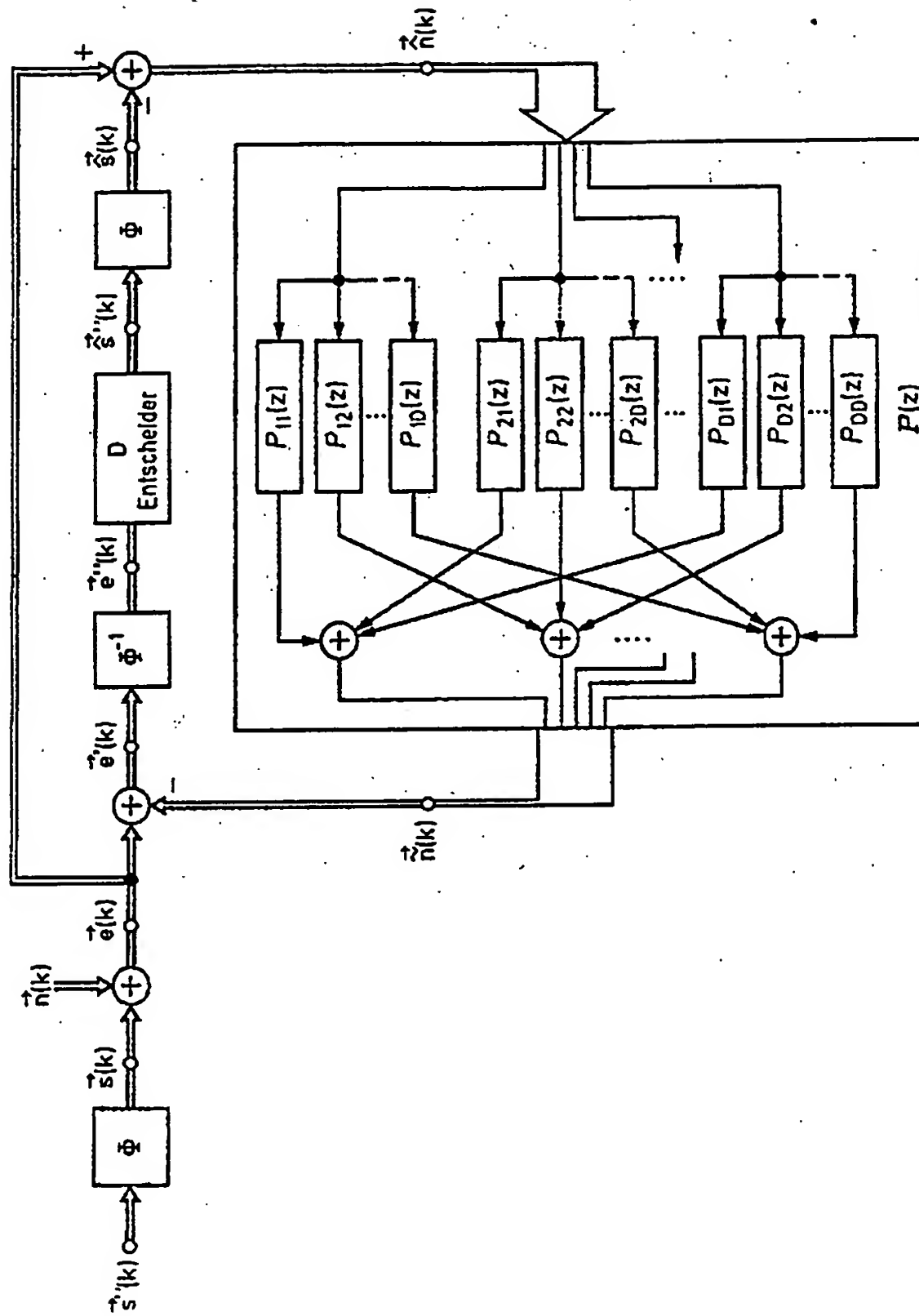


Bild 2: Koordinierte Störungsprädiktion, kombiniert mit  
statischer Koordination.

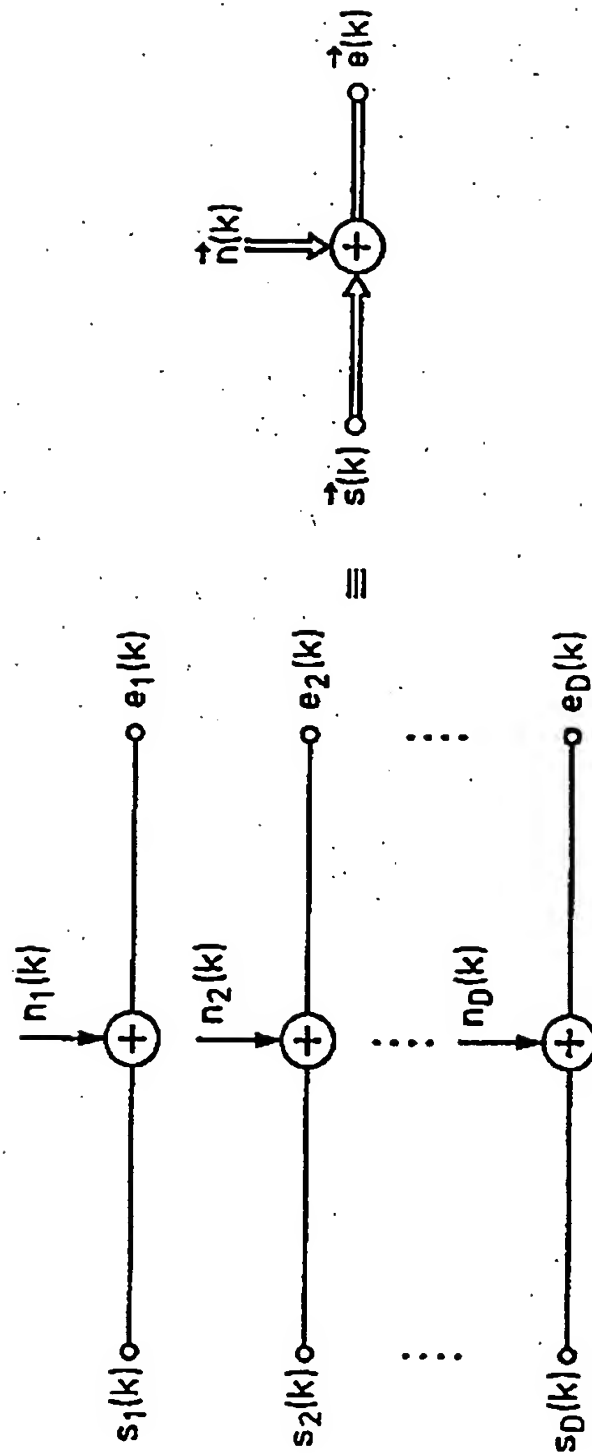


Bild 1: Zeitdiskretes Ersatzschaltbild für die parallele Übertragung über  $D$  Signalpfade bei impulsinterferenzfreier Entzerrung und Abtastung im Symboltakt.